

**WEST**

Generate Collection

L3: Entry 36 of 64

File: JPAB

Apr 8, 1997

PUB-NO: JP409098046A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 09098046 A

TITLE: BRANCHING FILTER

PUBN-DATE: April 8, 1997

## INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

NISHIHARA, TOKIHIRO

UCHISHIBA, HIDEMARO

IGATA, OSAMU

SATO, YOSHIO

## ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

FUJITSU LTD

APPL-NO: JP07255214

APPL-DATE: October 2, 1995

INT-CL (IPC): H03 H 7/46; H03 H 9/145; H03 H 9/72; H04 B 1/52

## ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To simplify the constitution of a surface acoustic wave filter which constructs a branching filter and to secure the desired characteristic of the branching filter.

SOLUTION: A 1st filter part where a 1st low band-pass filter L1 which transmits an optional 1st frequency signal is connected in series to a 1st band-pass filter F1 is connected in parallel to a 2nd filter part where a 2nd low band-pass filter L2 which transmits a 2nd frequency signal different from the 1st frequency signal is connected in series to a 2nd band-pass filter F2 via a common signal terminal T0 having one of its both ends used in common. A surface acoustic wave resonator consists of the 1st and 2nd filters F1 and F2 which are connected to each other in a ladder shape, and a surface acoustic wave filter consists of plural surface acoustic wave resonators. Then a branching filter consists of such a surface acoustic wave filter. The 1st and 2nd filters L1 and L2 consist of the inductors and capacitors of the concentrated constant types respectively.

COPYRIGHT: (C) 1997, JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-98046

(43) 公開日 平成9年(1997)4月8日

| (51) Int. Cl. <sup>4</sup> | 識別記号 | 庁内整理番号   | F I          | 技術表示箇所 |
|----------------------------|------|----------|--------------|--------|
| H 0 3 H 7/46               |      |          | H 0 3 H 7/46 | C      |
| 9/145                      |      | 7259-5 J | 9/145        | C      |
| 9/72                       |      | 7259-5 J | 9/72         |        |
| H 0 4 B 1/52               |      |          | H 0 4 B 1/52 |        |

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平7-255214

(22) 出願日 平成7年(1995)10月2日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 西原 時弘

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
富士通株式会社内

(72) 発明者 内柴 秀磨

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 野河 信太郎

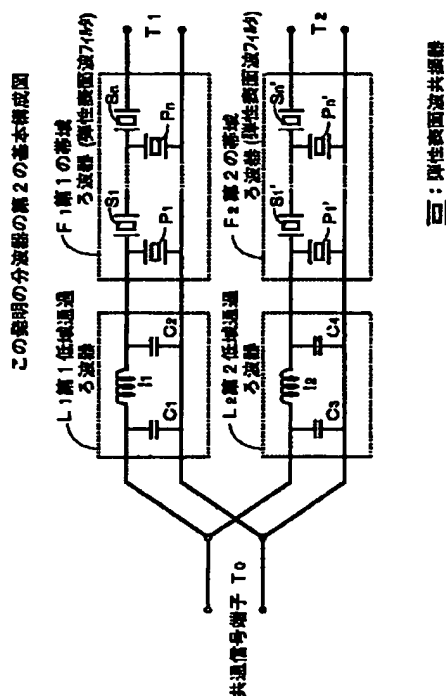
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分波器

(57) 【要約】

【課題】 この発明は、分波器に関し、分波器を構成する弾性表面波フィルタの構成の簡素化と所望の特性を確保した小型の分波器を提供することを目的とする。

【解決手段】 任意の第1の周波数信号を通過させる第1の低域通過ろ波器L<sub>1</sub>と第1の帯域ろ波器F<sub>1</sub>とが直列に接続された第1ろ波部と、前記第1の周波数信号と異なる第2の周波数信号を通過させる第2の低域通過ろ波器L<sub>2</sub>と第2の帯域ろ波器F<sub>2</sub>とが直列に接続された第2ろ波部とを一端を共通化させた共通信号端子T<sub>0</sub>で並列に接続し、前記第1及び第2の帯域ろ波器が梯子型に接続された複数の弾性表面波共振器からなる弾性表面波フィルタにより構成され、前記第1及び第2の低域通過ろ波器が集中定数型のインダクタ及びキャパシタにより構成されることを特徴とする分波器。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 任意の第1の周波数信号を通過させる第1の低域通過ろ波器 $L_1$ と第1の帯域ろ波器 $F_1$ とが直列に接続された第1ろ波部と、

前記第1の周波数信号と異なる第2の周波数信号を通過させる第2の低域通過ろ波器 $L_2$ と第2の帯域ろ波器 $F_2$ とが直列に接続された第2ろ波部とを、一端を共通化させた共通信号端子 $T_0$ で並列に接続し、前記第1及び第2の帯域ろ波器が梯子型に接続された複数の弾性表面波共振器からなる弾性表面波フィルタにより構成され、前記第1及び第2の低域通過ろ波器が集中定数型のインダクタ及びキャパシタにより構成されることを特徴とする分波器。

【請求項2】 前記第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ 、 $F_2$ )を構成する複数の弾性表面波共振器が、前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続される並列型の弾性表面波共振器と、直列に接続される直列型の弾性表面波共振器とから構成され、前記第1及び第2の低域通過ろ波器を構成する前記キャパシタが前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続され、前記インダクタが直列に接続されることを特徴とする請求項1記載の分波器。

【請求項3】 前記第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ 、 $F_2$ )が、前記共通信号端子 $T_0$ 側に、この共通信号端子に並列に接続された並列型の弾性表面波共振器を備えることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項4】 前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ 、 $L_2$ )が、前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続された2つの並列キャパシタと、この2つの並列キャパシタの間であって前記周波数信号が入力される信号線に対して直列に接続された直列インダクタとから形成されることを特徴とする請求項1又は2記載の分波器。

【請求項5】 前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ 、 $L_2$ )がそれぞれ少なくとも2つのキャパシタを備え、前記共通信号端子 $T_0$ において前記第1の低域通過ろ波器 $L_1$ を構成する1つのキャパシタと、前記第2の低域通過ろ波器 $L_2$ を構成する1つのキャパシタとが共通化されて1つのキャパシタによって形成されることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項6】 前記第1ろ波部の共通信号端子側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値と、前記第2ろ波部の共通信号端子側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値のうち、少なくとも一方が $50\Omega$ 以上、かつ $100\Omega$ 以下であることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項7】 前記第1及び第2の帯域ろ波器が、その表面にイオン注入を施した弾性表面波フィルタからなることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

2

【請求項8】 前記弾性表面波フィルタが電極を備え、この電極が、AlにCuを添加したAl-Cu膜と、CuのみからなるCu膜とを交互に配置した多層膜で形成されることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項9】 前記弾性表面波フィルタが電極を備え、この電極が、AlにCuを添加したAl-Cu膜の上部にCuのみからなるCu膜を配置し、さらに、このCu膜の上部にAl-Cu膜を配置した3層構造であることを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項10】 前記弾性表面波フィルタが表面実装型のセラミックパッケージに封入され、この弾性表面波フィルタ、前記インダクタ、前記キャパシタ、前記共通信号端子 $T_0$ 及び弾性表面波フィルタの入出力信号端子を1つの回路基板上に搭載して一体化して形成することを特徴とする請求項1又は2に記載した分波器。

【請求項11】 前記第1の帯域ろ波器を構成する弾性表面波フィルタの入出力信号端子と、前記第2の帯域ろ波器を構成する弾性波フィルタの入出力端子と、前記共通信号端子 $T_0$ のうち、いずれか1つの端子が、他の端子が設置される回路基板上の端面とは反対側の端面に設置されることを特徴とする請求項10記載の分波器。

【請求項12】 前記回路基板上に搭載された各回路素子及び端子を接続する配線パターンが、回路基板の中心線に対して左右対称であることを特徴とする請求項10に記載した分波器。

【請求項13】 前記回路基板上で、前記第1及び第2の低域通過ろ波器を構成するインダクタの間に、少なくとも1つのキャパシタが挿入され、前記回路基板上で前記インダクタが互いに隣接しないように配置されることを特徴とする請求項10に記載した分波器。

【請求項14】 前記回路基板を導体カバーで覆ったことを特徴とする請求項10に記載した分波器。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、分波器に関し、より詳細には、弾性表面波共振器により構成される弾性表面波フィルタを用いた分波器に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、小型で軽量の自動車電話、携帯電話等の移動通信端末が急速に普及している。これらの端末のRF部（高周波部）には、送・受信信号の分岐あるいは合成を行うための分波器が用いられる。従来、この分波器は、誘電体フィルタにより構成されていた。

【0003】しかし、最近の移動通信端末等の小型、軽量化の要請から、分波器の小型、軽量化も所望されている。その有望な手段として、弾性表面波フィルタからなる分波器が提案されている。最近弾性表面波フィルタは、電極設計技術の進歩による周波数特性の向上、あるいは電極材料の改良による耐電力性の改善により、かな

り信頼性が向上している。

【0004】図20に、従来の分波器の一般的な構成を示す。共通信号端子 $T_0$ には、伝送線路（分布定数線路） $B_1$ 及び帯域ろ波器 $Q_1$ と、伝送線路（分布定数線路） $B_2$ 及び帯域ろ波器 $Q_2$ とが並列接続され、各帯域ろ波器 $Q_1$ 、 $Q_2$ は入出力信号端子 $T_1$ 、 $T_2$ をそれぞれ有している。

【0005】帯域ろ波器 $Q_1$ 、 $Q_2$ の信号通過周波数は互いに異なり、共通信号端子 $T_0$ から入力された信号は、帯域ろ波器 $Q_1$ 、 $Q_2$ により分波され、入出力信号端子 $T_1$ 、 $T_2$ より出力される。また、共通信号端子 $T_0$ から入力された信号は、帯域ろ波器 $Q_2$ のみ通過し入出力信号端子 $T_2$ より出力され、あるいは、入出力信号端子 $T_1$ から入力された信号が、帯域ろ波器 $Q_1$ を介して共通信号端子 $T_0$ より出力される。

【0006】このような分波器に用いられる帯域ろ波器 $Q_1$ 、 $Q_2$ は、単独で用いられる場合と、分波器として構成される場合では同一の特性に維持される必要があり、並列接続されることにより特性劣化があってはならない。

【0007】図20において、回路の特性インピーダンスを $Z_0$ 、伝送線路 $B_1$ 及び帯域ろ波器 $Q_1$ 、伝送線路 $B_2$ 及び帯域ろ波器 $Q_2$ のインピーダンスをそれぞれ $Z_1$ 、 $Z_2$ とすると、共通信号端子 $T_0$ から見たインピーダンスは次の(1)式のように表される。

$$Z_0 = (Z_1 \cdot Z_2) / (Z_1 + Z_2) \dots\dots\dots(1)$$

帯域ろ波器 $Q_1$ の特性が分波器として構成する前と同じになるためには、 $Z_0 = Z_1$ となる必要がある。

【0008】そのためには、(1)式を変形した次の(2)式 $Z_0 = Z_1 / ((Z_1 / Z_2) + 1) \dots\dots\dots(2)$

からわかるように、 $Z_2 = \infty$ でなければならない。同様に、帯域ろ波器 $Q_2$ の特性が分波器として構成する前と同じになるためには、 $Z_1 = \infty$ でなければならない。

【0009】しかし、帯域ろ波器のインピーダンス特性は周波数依存性を持っている。したがって、上記条件を満たすには、帯域ろ波器（例えば、帯域ろ波器 $Q_1$ ）の通過帯域においては回路インピーダンス $Z_0$ に近い値をもち、かつ、他方の帯域ろ波器（例えば、帯域ろ波器 $Q_2$ ）の通過帯域となる阻止帯域においては回路インピーダンス $Z_0$ よりはるかに大きな値となる必要がある。

【0010】この種の分波器としては、特開昭62-136901号公報に開示された分波器がある。この従来例の分波器は、第1の低域通過ろ波器および第1の帯域ろ波器と、第2の低域通過ろ波器及び第2の帯域ろ波器とを並列に接続した構成を有する。そして、この分波器では、帯域ろ波器として誘電体フィルタを用い、低域通過ろ波器として直列にインダクタンス、並列にキャパシタンスを複数段用いている。しかし、誘電体フィルタは分波器を小型化するには不向きである。

【0011】最近、誘電体フィルタに比べて小型化が可能な弾性表面波フィルタを帯域ろ波器として用いた分波器が提案されている。たとえば特開平2-20111号公報

には、2つのフィルタ（帯域ろ波器）が共にトランスバーサル型の弾性表面波フィルタで構成された分波器が記載されている。

【0012】また、送、受信フィルタ（帯域ろ波器）が、共に共振器型の弾性表面波フィルタで構成されている分波器として、文献IEEE Ultrason. Sym. Proc. pp15-24, 1993がある。図21に、この文献の分波器を構成する受信フィルタ（ $R_x$ ）と送信フィルタ（ $T_x$ ）の構成を示す。同図に示すように、どちらのフィルタも弾性表面波フィルタとキャパシタとの組合せで構成されているが、信号線に対して並列に接続される回路には、キャパシタのみのものもある。また、受信フィルタは帯域フィルタとして利用されるが、送信フィルタは帯域消去フィルタとして利用される。さらに、送信フィルタ、受信フィルタとも、それぞれ $LiTaO_3$ と $LiNbO_3$ の2種類の基板から構成されている。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来のものでは、次のような問題点がある。特開平2-20111号公報に示す分波器のように、トランスバーサル型の弾性表面波フィルタを用いた場合、一般に通過域の損失が大きい、相手側フィルタの帯域のインピーダンスを大きくとれない、耐電力性が弱い等の問題がある。

【0014】図22に、トランスバーサル型と共振器型のフィルタ特性の相違を示す。これはAMPS（Advanced Mobile Phone Service）の送信フィルタ（帯域824～849MHz）の $S_{21}$ パラメータと $S_{11}$ パラメータのスミスチャートを示したものである。図22（a）の $S_{21}$ パラメータの比較では、トランスバーサル型（IIDT）のフィルタの方が、共振器型（Resonator）よりも全体的に損失が大きいことがわかる。

【0015】送信フィルタ及び受信フィルタを組み合わせ分波器を構成する場合、損失劣化を防ぐためには、理想的には、図22（c）に示すように各フィルタの通過帯域は入力インピーダンスの50Ω近傍領域（X）に配置されるようにし、相手側のフィルタの通過帯域は高インピーダンス領域（Y）に配置されるようにしなければならない。

【0016】図22（b）は、低域通過ろ波器を備えて分波器を構成する前の、フィルタの特性を示したスミスチャートである。しかし、図22（b）のスミスチャートにおいて、トランスバーサル型（IIDT型）のものである、送信通過域（図のマーカ1-2間）と受信通過域（図のマーカ3-4間）が近接しているため、共振器型のものに比べて損失劣化が大きいと言うことができる。

【0017】すなわち、低域通過ろ波器を備えた分波器を構成した場合は、図22（b）のスミスチャートが低域通過ろ波器によって位相回転させられ図22（c）に示す理想的な特性に対応したものが得られるが、トランスバーサル型では、送信通過域を図22（c）の領域

(X)に入れたとしても、受信通過域は、図22(c)の高インピーダンス領域(Y)に入らないため、分波器としては、良い特性のものが得られない。

【0018】また特開平2-20111号公報に示す分波器のように、分波回路にマイクロストリップラインを用いた場合、その線路長が近似的に $\lambda/4$ と長くなる。例えば、厚さ1mmのガラスエポキシ基板に50Ωになるように導体を形成した場合、その線路長は受信側で60mm、送信側で84mm必要であるため、小型化、低コスト化に障害となる。

【0019】また、前記文献IEEEで示された弾性表面波フィルタは、送信フィルタと受信フィルタとの構成が異なり、それぞれ2種類の回路基板を用いているため、サイズが大きいという問題点がある。また、フィルタ外部の位相整合回路には、送信フィルタ及び受信フィルタともそれぞれ5個の集中定数型素子を使用されているため、サイズが大きい。

【0020】この発明は、以上のような事情を考慮してなされたものであり、帯域ろ波器として梯子型に接続した弾性表面波共振器を用い、低域通過ろ波器としてインダクタ及びキャパシタを用いることによって、分波器を構成する弾性表面波フィルタの構成の簡素化と所望の特性を確保した小型の分波器を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】図1に、この発明の基本構成図を示す。同図に示すように、この発明は、任意の第1の周波数信号を通過させる第1の低域通過ろ波器 $L_1$ と第1の帯域ろ波器 $F_1$ とが直列に接続された第1ろ波部1と、前記第1の周波数信号と異なる第2の周波数信号を通過させる第2の低域通過ろ波器 $L_2$ と第2の帯域ろ波器 $F_2$ とが直列に接続された第2ろ波部2とを、一端を共通化させた共通信号端子 $T_0$ で並列に接続し、前記第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )が梯子型に接続された複数の弾性表面波共振器からなる弾性表面波フィルタにより構成され、前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )が集中定数型のインダクタ及びキャパシタにより構成されることを特徴とする分波器を提供するものである。

【0022】図2に、この発明の第2の基本構成図を示す。同図に示すように、この発明は前記第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )を構成する複数の弾性表面波共振器が、前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続される並列型の弾性表面波共振器( $P_1$ ,  $P_1'$ , …… $P_n$ ,  $P_n'$ )と、直列に接続される直列型の弾性表面波共振器( $S_1$ ,  $S_1'$ , …… $S_n$ ,  $S_n'$ )とから構成され、前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )を構成する前記キャパシタが前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続され、前記インダクタが直列に接続されることを特徴とする分波器を提供す

るものである。ここで、図2に示すように、第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )の共通信号端子 $T_0$ 側に、共通信号端子 $T_0$ に並列となる並列型の弾性表面波共振器 $P_1$ 及び $P_1'$ を備えることが好ましい。

【0023】また、前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )が、前記周波数信号が入力される信号線に対して並列に接続された2つの並列キャパシタ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ )と、この2つの並列キャパシタの間であって前記周波数信号が入力される信号線に対して直列に接続された直列インダクタ( $I_1$ ,  $I_2$ )とから形成されることが好ましい。ここで、第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )は、並列キャパシター直列インダクター並列キャパシタといういわゆる3セクション構成をとることを意味する。

【0024】また、前記第1の帯域ろ波器 $F_1$ 及び第1の低域通過ろ波器 $L_1$ からなる第1ろ波部1と、前記第2の帯域ろ波器 $F_2$ 及び第2の低域通過ろ波器 $L_2$ からなる第2ろ波部2との少なくとも一方の通過帯域における入力インピーダンスの平均値が50Ω以上であることが好ましい。

【0025】図3に、この発明の第3の基本構成図を示す。同図に示すように、この発明は、前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )がそれぞれ少なくとも2つのキャパシタを備え、前記共通信号端子 $T_0$ において前記第1の低域通過ろ波器 $L_1$ を構成する1つのキャパシタと、前記第2の低域通過ろ波器 $L_2$ を構成する1つのキャパシタとが共通化されて1つのキャパシタ $C_5$ によって形成されることを特徴とする分波器を提供するものである。

【0026】また、前記第1ろ波部の共通信号端子 $T_0$ 側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値と、前記第2ろ波部の共通信号端子側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値のうち、少なくとも一方が50Ω以上、かつ100Ω以下であるようにすることが好ましい。

【0027】また、前記第1及び第2の帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )は、その表面にイオン注入を施した弾性表面波フィルタから構成されることが好ましい。

【0028】また、前記弾性表面波フィルタは電極を備えているが、この電極が、AlにCuを添加したAl-Cu膜と、CuのみからなるCu膜とを交互に配置した多層膜で形成されることが好ましい。ここでたとえば、図7に示す電極の断面図のように、前記電極は、2つのAl-Cu膜12の間に、Cu膜11を配置した3層構造を持つようにすることが好ましい。

【0029】図8に、この発明の分波器の斜視図を示す。同図に示すように、この発明は、前記弾性表面波フィルタ( $F_1'$ ,  $F_2'$ )が表面実装型のセラミックパッケージに封入され、この弾性表面波フィルタ( $F_1'$ ,  $F_2'$ )、前記インダクタ( $I_1$ ,  $I_2$ )、前記キャパシタ

7

( $C_1, C_2, C_3, C_4$ )、前記共通信号端子 $T_0$ 及び弾性表面波フィルタの入出力信号端子( $T_1, T_2$ )を1つの回路基板Pに搭載し一体化して形成することが好ましい。

【0030】また、図10に示すように、弾性表面波フィルタは、その表面に回路素子がむき出しのベアチップ( $F_1'', F_2''$ )によって構成してもよい。

【0031】また、図9に示すように、前記回路基板Pに搭載された各回路素子及び端子を接続する配線パターンが、回路基板の中心線に対して左右対称であることが好ましい。

【0032】また、図8に示すように、前記回路基板Pで、前記第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1, L_2$ )を構成するインダクタ( $I_1, I_2$ )の間に、少なくとも1つのキャパシタ( $C_1, C_3$ )が挿入され、前記回路基板P上で前記インダクタ( $I_1, I_2$ )が互いに隣接しないように配置されることが好ましい。

【0033】また、この発明の分波器において、図2に示すように、前記第1、2の帯域ろ波器( $F_1, F_2$ )が、共通信号端子( $T_0$ )の側において、該共通信号端子( $T_0$ )に並列に接続された弾性表面波共振器( $P_1, P_1'$ )を備えることが好ましい。

【0034】また、図3に示したこの発明の分波器では、前記第1、2の低域通過ろ波器を形成する分波回路 $L_{12}$ は、合計3個の並列キャパシタと2個の直列インダクタからなることが好ましい。また、図10に示した構成を備えた分波器は、全体を導体カバーSCで覆うことが好ましい。

【0035】また、図8又は図9に示した分波器において、共通信号端子( $T_0$ )、前記第1の帯域ろ波器と前記第2の帯域ろ波器の各入出力信号端子( $T_1, T_2$ )のうち、いずれか1端子は別の側、すなわち他の端子が設置される回路基板上の端面とは反対側の端面に設けられることが好ましい。

【0036】図8及び図10に示すこの発明の分波器において、前記第1、2の帯域ろ波器( $F_1', F_2', F_1'', F_2''$ )が設置される領域と、インダクタ( $I_1, I_2$ )およびキャパシタ( $C_1, C_2, C_3, C_4$ )が設置される領域は、2つに分離されていることが好ましい。また、この発明の分波器は、図8に示すように、前記集中定数型のインダクタとして空芯コイル( $I_1, I_2$ )を使用することが好ましい。

【0037】この発明によれば、分波器を構成する第1及び第2の帯域ろ波器が、梯子型に接続した複数の弾性表面波共振器からなる弾性表面波フィルタにより構成されているので、簡単な構成となり、他方の弾性表面波フィルタの通過帯域となる阻止帯域におけるインピーダンスを十分大きくとれる。

【0038】また、分波回路を形成する第1ろ波部と第2ろ波部を低域通過ろ波器により構成するため、高周波

8

域でのハーモニック等の不要ふく射を抑えることが可能である。さらに、低域通過ろ波器を構成する集中定数型のインダクタおよびキャパシタは、チップ型素子を用いることができるので、上記弾性表面波フィルタと組合せることによって、分波器の小型化が可能である。

【0039】図2に示す分波器のように、第1及び第2の帯域ろ波器が共通信号端子 $T_0$ の側に、この共通信号端子に並列に接続された弾性表面波共振器( $P_1, P_1'$ )を備えているため、分波器を構成したときの通過帯域での損失劣化量を低減することができる。

【0040】図3に示すように、第1及び第2の低域通過ろ波器を構成するキャパシタのうち、共通信号端子 $T_0$ の部分のキャパシタを共通化して1つのキャパシタとしているので、低域通過ろ波器を構成する集中定数型の素子数を減らすことができ、したがって低コスト化、小型化を図ることができる。また、第1ろ波部の共通信号端子側 $T_0$ から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値と、前記第2ろ波部の共通信号端子 $T_0$ 側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値のうち、少なくとも一方が $50\Omega$ 以上、かつ $100\Omega$ 以下となるようにしているので、より損失の少ない良好な特性を持つ分波器を構成することができる。

【0041】この発明によれば、第1及び第2の帯域ろ波器として、表面にイオン注入処理を施した弾性表面波フィルタを用いることにより、Q値の高い、急峻な減衰特性を有する弾性表面波フィルタを得ることができる。したがって、他方の弾性表面波フィルタの通過帯域となる阻止帯域におけるインピーダンスを十分大きくとれるようになり、この弾性表面波フィルタを用いて分波器を構成すれば、通過帯域での損失劣化をより低減できる。

【0042】また、弾性表面波フィルタを構成する電極として、図7に示すように、AlにCuを添加した膜とCu膜とが交互に形成された多層膜を用いているので、弾性表面波フィルタの耐電力性を向上でき、1W程度と言われる分波器への入力電力に対しても問題なく使用できるようになる。

【0043】図8に示すように、表面実装型セラミックパッケージに封入した弾性表面波フィルタ、集中定数型のインダクタとキャパシタ、および共通信号端子と弾性表面波フィルタの各入出力信号端子を同一回路基板にモジュールとして設けているので、新たに損失を発生することなく、小型の分波器を構成できる。さらに、弾性表面波フィルタを表面実装型のパッケージに封入しているため、それぞれ特性評価を行った後モジュールに組み上げることができ、特性基準を満たさない部品の廃却の無駄を低減できる。

【0044】図10に示すように、弾性表面波フィルタのベアチップ、集中定数型のインダクタとキャパシタ、および共通信号端子と弾性表面波フィルタの各入出力信号端子を同一回路基板にモジュールとして設ける場合に

は、新たに損失を発生することなく、さらに小型の分波器を構成できる。

【0045】また、前記第1の帯域ろ波器を構成する弾性表面波フィルタの入出力信号端子と、前記第2の帯域ろ波器をろ波器を構成する弾性波フィルタの入出力端子と、共通信号端子 $T_0$ のうち、いずれか1つの端子が、他の端子が設置される回路基板上の端面とは反対側の端面に設置されるようにしているので、各端子間の絶縁を十分に与えることができ、損失劣化の少ない分波器を得ることができる。

【0046】この発明によれば、回路基板上の配線パターンを所定の中心線に対して左右対称にしているので、インダクタとキャパシタおよび弾性表面波フィルタを左右入れ換えるだけで送信回路、受信回路の位置を簡単に置換できる。したがって、この分波器を搭載する機器の仕様設計に応じた配置が容易となる。

【0047】また、梯子型の弾性表面波フィルタを用いた、第1及び第2の低域通過ろ波器を、前記したような並列キャパシター直列インダクター並列キャパシタの3セクション構成にしているので、最も効率良く、他方の弾性表面波フィルタの通過帯域となる阻止帯域におけるインピーダンスを十分大きくとることができ、分波器を構成したときの通過帯域での損失劣化を低減できる。

【0048】また、インダクタ同士が隣接しないように間にキャパシタを挿入した配列としているので、インダクタ同士の電磁結合による信頼性の劣化を防止することができる。

【0049】また、回路基板を導体カバーで覆うことにより、その気密性、放熱性および電磁波シールド性を確保することができる。

【0050】

【発明の実施の形態】以下、図に示す実施例に基づいてこの発明を詳述する。なお、この発明はこれによって限定されるものではない。

【0051】図2はこの発明に係わる分波器の基本構成を示すとともに、一実施例の回路構成を示した図である。以下に、まず、図2及び図4から図9を用いて、分波器の構成と部品配置、SAWフィルタの構成についての一実施例について述べる。この分波器は、2つの帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )と、2つの低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )とによって構成される。2つの帯域ろ波器( $F_1$ ,  $F_2$ )は、1ポート弾性表面波共振器を梯子型に接続した共振器型の弾性表面波フィルタ(Surface Acoustic Wave filter: SAWフィルタと呼ぶ)が用いられ、一方の帯域ろ波器 $F_1$ は、送信フィルタとして用いられ、他方の帯域ろ波器 $F_2$ は、受信フィルタとして用いられる。低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )は、集中定数ローパスフィルタ(LPF)が用いられ、SAWフィルタと共通信号端子 $T_0$ との間に位相整合回路として設けられる。

【0052】送信フィルタ( $F_1$ )の一端は、LPF

( $L_1$ )を介して共通信号端子 $T_0$ に共通に接続され、他端は入出力用端子(送信端子) $T_1$ を通して送信回路に接続される。受信フィルタ( $F_2$ )の他端は、入出力用端子(受信端子) $T_2$ であり、受信回路に接続される。

【0053】図4に、図2に用いられるSAWフィルタ( $F_1$ ,  $F_2$ )の等価回路の一例を示す。これは、共通信号端子 $T_0$ に接続された信号線に対して並列に接続される3つの並列型の弾性表面波共振器( $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ )と、直列に接続される2つの直列型の弾性表面波共振器( $S_1$ ,  $S_2$ )とから構成されるSAWフィルタである。一般には、SAWフィルタは、並列型の弾性表面波共振器 $P_n$ ( $n$ は正の整数)と直列型の弾性表面波共振器 $S_n$ とが多段接続された構成を持つ。

【0054】図5に、図4に示したSAWフィルタの配置例を示す。これは、SAWフィルタの表面を上方から見た図である。 $LiTaO_3$ 等で形成した基板表面上に $Al-Cu$ 等で形成した電極が図のようにパターン化される。図の上方部の端子は入力側であり、LPFに接続され、下方部の端子は出力側であり、フィルタの入出力用端子 $T_1$ 又は $T_2$ に接続され、SAWフィルタ( $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ )の右端はアースに接続される。

【0055】ここで、図6に示すように各弾性表面波共振器( $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ ,  $S_1$ ,  $S_2$ )は、すべて同様の構造を持つ。すなわち、2つの反射器( $C$ ,  $D$ )と1組のくし型電極( $A$ ,  $B$ )とから構成される。

【0056】ただし、くし型電極において、互いにつき出た枝部分の間隔(図6に示す $\lambda$ )が直列型の弾性表面波共振器( $S$ )と並列型の弾性表面波共振器( $P$ )とで異なるようにする。これは、直列型の弾性表面波共振器( $S$ )と並列型の弾性表面波共振器( $P$ )の共振周波数を異ならせるためであり、通常、並列型の $\lambda$ を直列型の $\lambda$ よりも大きくする。

【0057】たとえば、送信フィルタとして構成される場合、直列型の弾性表面波共振器( $S$ )の $\lambda$ は4.59 $\mu m$ 、並列型の弾性表面波共振器( $P$ )の $\lambda$ は4.79 $\mu m$ が用いられる。また、受信フィルタとして構成される場合、直列型の弾性表面波共振器( $S$ )の $\lambda$ は4.37 $\mu m$ 、並列型の弾性表面波共振器( $P$ )の $\lambda$ は4.57 $\mu m$ が用いられる。

【0058】2つのLPFは図2に示すように、集中定数型素子である2つのキャパシタと1つのインダクタによって構成される。送信側のLPFは、並列キャパシタ $C_1$ と直列インダクタ $I_1$ と並列キャパシタ $C_2$ 、受信側のLPFは、並列キャパシタ $C_3$ と直列インダクタ $I_2$ と並列キャパシタ $C_4$ とからなる。このように送・受信フィルタにSAWフィルタを、LPFに集中定数型素子を用いることで、分波器全体を小型化することができる。

【0059】また、このSAWフィルタが高い送信電力に対して耐久性を備えるために、表面弾性波共振器を構

11

成する電極を、図7に示したように材質の異なる2つの金属膜を交互に配置した多層膜で形成することが好ましく、さらにこの図7のような3層構造にすることが好ましい。図7において、11はCuのみからなるCu膜であり、12はAlにCuを添加したAl-Cu膜であり、13は回路基板である。

【0060】Al-Cu膜12としては、たとえばAlに2%のCuを混合したものを、Cu膜11の厚みは20nm、Al-Cu膜12の厚みは120nm程度のものである。また、回路基板13の材料としては、たとえばLiTaO<sub>3</sub>、LiNbO<sub>3</sub>を用いることができる。

【0061】図11に、電極の耐電力性の比較図を示す。ここで、従来の電極としては、Al-2%Cu(300nm)の単層膜のものを、この発明の電極としては、Al-2%Cu(120nm)/Cu(20nm)/Al-2%Cu(120nm)の3層膜を用いた。また、AMPS用の送信フィルタを測定対象とし、印加周波数は、送信フィルタの通過域で最も耐電力性が弱い849MHzとした。また、チップ温度を一定に保ち、入力電力に関して加速試験を行い、アレニウスプロットから環境温度85℃、印加電圧1wでの寿命を求め、両者を比較した。

【0062】図11において、従来の電極では1600時間の寿命であって比較的短いに対し、この発明の3層構造の電極の寿命は50万時間となり、これは、十分実用的な使用に耐え得る寿命であると言える。

【0063】図8及び図9に、この発明の分波器における各部品の配置例の斜視図を示す。ここで、表面実装型セラミックパッケージに封入した送・受信フィルタF<sub>1</sub>'、F<sub>2</sub>'(3.8×3.8×1.5mm)およびLPFを同一回路基板Pにモジュールとして設けている。さらに、これの一つの部品とし全体を導体カバーSCで覆っている。LPFは、インダクタ(I<sub>1</sub>、I<sub>2</sub>)、キャパシタ(C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub>、C<sub>4</sub>)から構成され、さらに、回路基板Pの一端面側に共通信号端子T<sub>0</sub>が設けられる。

【0064】図9は、回路基板Pの表面と裏面の配線パターンの一例を示したものであるが、共通信号端子T<sub>0</sub>が設けられた回路基板Pの一端面側とは異なる端面側にSAWフィルタの入出力端子T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>を設けている。また、回路基板Pの裏面と表面の回路パターンを接続するための複数のスルーホールが適切な位置に設けられており、裏面には、不要な高周波信号による影響を回避し、端子間の絶縁を良好なものとするため、アースパターンが広く設けられている。

【0065】また、この部品配置の特徴は、送、受信側ともLPF領域(A)とSAWフィルタ領域(B)に分離して配置し、中心線Cに対して送信側、受信側は左右対称である点にある。したがって、送、受信領域は互いに置き換えることができる。

12

【0066】さらに、インダクタ同士の相互作用を避けるために、インダクタ(I<sub>1</sub>、I<sub>2</sub>)が互いに隣接しないように間にキャパシタ(C<sub>1</sub>、C<sub>3</sub>)を挿入した配列としている。このように、インダクタが互いに隣接しないようにするのは、次のような理由による。すなわち、インダクタが隣接するように配置した場合、インダクタ同士が電磁結合を起こし、単独のインダクタ値よりも見かけ上その値が小さくなったかのようにふるまい、回路設計の不安定要因が増す。したがって、2つのインダクタの間にキャパシタを挿入した配置とすれば、電磁結合による不安定要因を取り除くことができ、分波器の信頼性を確保することができる。

【0067】なお、図8において、例えば、C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub>、C<sub>4</sub>に1608のチップキャパシタ(1.6×0.8×0.8mm)と、I<sub>1</sub>、I<sub>2</sub>として0.2φの線を内径0.6φで数回巻いた空芯コイルを用いれば、LPF部分の小型化をすることができる。ここで、I<sub>1</sub>、I<sub>2</sub>として空芯コイルを用いるのは、空芯コイルの方がチップタイプのインダクタよりも内部抵抗が小さいため、分波器として構成したときの特性劣化を抑制できるからである。

【0068】以上のように構成したモジュールの外径寸法は、8×6×2.5mmとなった。誘電体フィルタを用いた従来の分波器のサイズは、最も小型のもので14×23×4mmであるので、この実施例で示した分波器は、体積比で誘電体フィルタの9.3%、床面積比で15%の大きさとなり、かなり小型化できることがわかる。

【0069】また、チップキャパシタ1608をさらに小型の1005を用いた場合、その外径寸法を8×5.1×2.5mmとすることができる。このように、小型のチップコンデンサを用いれば、プリント基板の配線パターン間の距離に余裕を持たせることができ、製造時のショート不良を減らすことができる。また、たとえば、I<sub>1</sub>=8.5nH、I<sub>2</sub>=7.5nH、C<sub>1</sub>=6pF、C<sub>2</sub>=4pF、C<sub>3</sub>=4pF、C<sub>4</sub>=4pFの素子を使用することで、良好な特性のLPFを構成することができる。

【0070】次に、以上のような構成を持つ分波器のフィルタ特性について述べる。図12に、LPFを挿入しない、SAWフィルタ単体のみで分波器を構成した場合のフィルタのS<sub>21</sub>の周波数特性の図を示す。図13に、LPFを挿入し、図2及び図8に示すような分波器を構成した場合のフィルタのS<sub>21</sub>の周波数特性の図を示す。ここで、図2に示すキャパシタ、インダクタとして、C<sub>1</sub>=4pF、I<sub>1</sub>=8.7nH、C<sub>3</sub>=4pFのものをを用いた。

【0071】図12のSAWフィルタのみでは、高周波数側(図の右側)での減衰が少ないことがわかる。図13のように、LPFを入れることで、高周波数側で減衰が大きくなり、高周波成分の抑圧効果があることがわかる。図13において、たとえば、特に減衰が必要とされる1.6975GHz(MARKER 3)、2.4725GHz(MARKER 4)、2.5475GHz(MARKER 5)の各周波数において、図12と比べてそ



13

れぞれ2.621dB, 17.59dB, 17.968dBの改善があった。したがって、図2及び図8のようにLPFを構成することで、高周波成分が抑圧され、全体として良好なフィルタ特性を持つ分波器を得ることができた。

【0072】図14に、弾性表面波フィルタの $S_{11}$ 特性の比較図を示す。これは、弾性表面波フィルタの共通信号端子側に、並列に接続された弾性表面波共振器を有する場合(図14(a))と、直列に接続された弾性表面波共振器を有する場合(図14(b))との $S_{11}$ 特性を比較したものである。ここで、図14(a),(b)とも、分波器を構成する前のAMPS用 $R_x$ フィルタの単体の $S_{11}$ 特性を示している。

【0073】図14(b)では、 $R_x$ 通過域(マーカ3-4間)と $T_x$ 通過域(マーカ1-2間)が接近しているため、分波器を構成したときの損失劣化量が多い。これに対して、図14(a)に示すように、この発明の図2の実施例の弾性表面波フィルタにおいて共通信号端子側に並列に接続された弾性表面波共振器( $P_1$ ,  $P_1'$ )を有する場合には、 $R_x$ 通過域(マーカ3-4間)と $T_x$ 通過域(マーカ1-2間)が離れているため、図14(b)に比べて損失劣化量が少ないことがわかる。

【0074】次に、分波器の回路構成を、さらに合理化した一実施例について、図3、図15及び図16を用いて説明する。図2に示した実施例では、いずれも送・受信フィルタの共通信号端子 $T_0$ 、すなわちアンテナ側は、初段キャパシタ( $C_1$ ,  $C_3$ )が2つ別々に構成されている。しかし、図3はこの初段キャパシタを1つのキャパシタ( $C_5$ )にまとめて構成したものである。すなわち、第1及び第2の低域通過ろ波器( $L_1$ ,  $L_2$ )における共通信号端子 $T_0$ 側のキャパシタ $C_1$ と $C_3$ とを共通化した1つのキャパシタ $C_5$ によってそれぞれの低域通過ろ波器を構成する。図2に示した実施例では、LPFを形成する分波回路は3つのキャパシタと3つのインダクタからなる6セクション構成であったが、図3に示す実施例では、3つのキャパシタ( $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ )と、2つのインダクタ( $I_1$ ,  $I_2$ )とによって分波回路 $L_{12}$ が構成され、部品数を1つ少なくすることができる。ここで、キャパシタ $C_5$ の容量は、 $C_1+C_3$ の容量に等しいものを用いる。

【0075】図15と図16を用いて、図2及び図3に示した分波器の特性の比較を示す。図15は、図2のように構成したAMPS用の分波器の $S_{21}$ 特性図である。ここで $G_1=4.5\text{pF}$ ,  $I_1=8.5\text{nH}$ ,  $G_2=5.5\text{pF}$ のLPFと、 $C_3=4\text{pF}$ ,  $I_2=7.5\text{nH}$ ,  $C_4=4\text{pF}$ のLPFを用いた。図16は、図3のように構成したAMPS用の分波器の $S_{21}$ 特性図である。ここで共通のキャパシタとして、 $C_5=9.5\text{pF}$ のものを使用した。

【0076】図15、図16において、 $T_x$ は、共通信号端子 $T_0$ と入出力端子 $T_1$ との間の通過特性を示して

14

り、 $R_x$ は、共通信号端子 $T_0$ と入出力端子 $T_2$ との間の通過特性を示している。図15と図16を比較すると、共通信号端子 $T_0$ 側のキャパシタを共通化したことによる劣化は見られず、 $S_{21}$ 特性は、どちらもほとんど変わらないことがわかる。

【0077】たとえば、図15の $T_x$ 側において、減衰量が824MHzで-2.33dB, 849MHzで-2.43dBであるのに対し、図16の $T_x$ 側において、824MHzで-2.43dB, 849MHzで-2.36dBであり、ほとんど差は見られない。図15の $R_x$ 側において、減衰量が869MHzで-4.27dB, 894MHzで-3.33dBであるのに対し、図16の $R_x$ 側においても、869MHzで-4.56dB, 894MHzで-3.34dBとなり、ほとんど差は見られない。

【0078】したがって、図3に示す分波器のように、共通信号端子側のキャパシタを共通化しても、フィルタ特性の劣化はみられず、キャパシタを共通化することによってキャパシタを1個減らすことができるため、図2に示す分波器よりもさらに小型化、低コスト化を図ることができる。

【0079】図8に、送・受信フィルタとして表面実装型セラミックパッケージに封入したSAWフィルタを用いた例を示したが、図10に示すように、ベアチップ状態の送・受信フィルタでモジュール部品を構成してもよい。表面実装型セラミックパッケージをベアチップで置き換えた場合、その外形寸法は $8 \times 4.5 \times 2.5\text{mm}$ となり、さらに小型化をはかることができる。なお、図10の場合も、全体を導体カバーで覆うことが好ましい。

【0080】次に、図1の第1ろ波部及び第2ろ波部の入力インピーダンスをある範囲に限定した場合の実施例について述べる。図1の第1ろ波部1及び第2ろ波部2の通過帯域における入力インピーダンスの平均値を、50Ω以上にした場合と50Ω以下にした場合の $S_{21}$ パラメータによる損失の比較を図17及び図18に示す。図17は、第1ろ波部1及び第2ろ波部2の共通信号端子 $T_0$ 側から見た通過帯域における入力インピーダンスの平均値を50Ω以上(73.1Ω及び69.5Ω)にした場合の $S_{21}$ の特性を示し、図18は、入力インピーダンスの平均値を50Ω以下(48.8Ω及び47.3Ω)した場合の $S_{21}$ の特性を示す。また、それぞれの図には、 $T_x$ フィルタを含む第1ろ波部1及び $R_x$ フィルタを含む第2ろ波部2の構成図、及び相手帯域のインピーダンスと分波器構成後の $S_{21}$ の損失も示している。

【0081】この図17及び図18の測定結果を比較すると次のことが言える。まず、 $T_x$ フィルタの896MHz及び894MHzの周波数において、相手側の $R_x$ フィルタのインピーダンスは、通過帯域のインピーダンスの平均値を50Ω以上(73.1Ω)とした方が大きい。また $R_x$ フィルタの824MHz及び849MHzの周波数においても、同様に、通過帯域のインピーダンスの平均値を50Ω以上(69.5Ω)とした方が、相手側の $R_x$ フィルタのイ

15

インピーダンスを大きくすることができる。また、Txフィルタの824MHz及び849MHzでの $S_{21}$ パラメータを比較すると、通常帯域のインピーダンスの平均値を50Ω以上(73.1Ω)とした方が値が小さくなり損失が減少していることがわかる。この $S_{21}$ パラメータの比較に関しては、Rxフィルタについても同様に損失が減少していると言える。したがって、図17及び図18の測定結果より、図17に示したような入力インピーダンスの平均値を50Ω以上にした方が、相手帯域のインピーダンスを大きくすることができ、分波器を構成したときの $S_{21}$ の損失を減少させることができるため、より良好な特性を持つ分波器が得られると言える。

【0082】また、一般に、自動車電話や携帯電話に使用されるSAWフィルタでは、実用上フィルタの特性を表す電圧定在波比VSWRの基準が2以下であることが必要とされる。一般に、このVSWRと反射係数 $\Gamma$ とは、次式の関数がある。

$$VSWR = (1 + \Gamma) / (1 - \Gamma)$$

また、反射係数 $\Gamma$ と通常帯域のインピーダンスの平均値 $Z(\Omega)$ とは、次式の関係がある。

$$\Gamma = (Z - 50) / (Z + 50)$$

このとき、VSWR<2という条件を満たす場合には、 $Z < 100(\Omega)$ と規定できる。したがって、図17及び図18の測定結果と上記の実用上の条件から、図1、図2及び図3に示した構成を持つこの発明の分波器において、第1ろ波部及び第2ろ波部の通過帯域のインピーダンスの平均値を50Ω以上100Ω以下にすることが好ましい。

【0083】次に、イオン注入処理をしたSAWフィルタの実施例について述べる。図1、図2及び図3に示す第1及び第2の帯域ろ波器として、基板表面に $Ar^{2+}$ のイオン注入処理をしたSAWフィルタを用いることにより、通過特性の角型比が良好になり、分波器の特性を向上させることができる。

【0084】図19にイオン注入処理を施した場合と、未処理の場合の $S_{21}$ 特性の比較を示す。ここで1.5GHz帯のSAWフィルタを利用した。また、イオン注入処理は、電極形成前に $LiTaO_3$ 基板表面上に $Ar^{2+}$ 、180KeV、 $5 \times 10^{13}/cm^2$ の条件で行い、その後450℃、1hrの熱処理を施した。

【0085】角型比=“-20dBでの帯域幅/-3dBでの帯域幅”と定義すると、イオン注入処理をした場合は、角度比=1.7、未処理の場合は角型比=2.3となる。一般に理想的には、角型比は1となるべきものであるため、イオン注入処理した場合の方が角型比が改善されることがわかる。

【0086】この発明の分波器をAMP S用に利用する場合には、送信帯域=824~849MHz、受信帯域=869~894MHzであり、その間隔は20MHzと非常に狭いため、角型比の良い通過特性を持つものが要求される。したがって

16

上記したようなイオン注入処理を施した帯域ろ波器を用いて、この発明の分波器を構成することがさらに好ましい。

【0087】

【発明の効果】請求項1、2、4の発明によれば、分波器を構成する第1及び第2の帯域ろ波器が、梯子型に接続した複数の弾性表面波共振器からなる弾性表面波フィルタにより構成されているので、簡単な構成となり、他方の弾性表面波フィルタの通過帯域となる阻止帯域におけるインピーダンスを十分大きくとれる。また、分波回路を形成する第1ろ波部と第2ろ波部を低域通過ろ波器により構成するため、高周波域でのハーモニック等の不要ふく射を抑えることが可能である。さらに、低域通過ろ波器を構成する集中定数型のインダクタおよびキャパシタは、チップ型素子を用いることができるので、上記弾性表面波フィルタと組合せることによって、分波器の小型化が可能である。請求項3の発明によれば、第1及び第2の帯域ろ波器が共通信号端子の側に、この共通信号端子に並列に接続された弾性表面波共振器を備えているため、分波器を構成したときの通過帯域での損失帯域での損失劣化量を低減することができる。請求項5の発明によれば、第1及び第2の低域通過ろ波器を構成するキャパシタのうち、共通信号端子の部分のキャパシタを共通化して1つのキャパシタとしているので、低域通過ろ波器を構成する集中定数型の素子数を減らすことができ、したがって低コスト化、小型化を図ることができる。

【0088】請求項6の発明によれば、第1ろ波部の共通信号端子側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値と、前記第2ろ波部の共通信号端子側から見た通過帯域におけるインピーダンスの平均値のうち、少なくとも一方が50Ω以上、かつ100Ω以下となるようにしているため、より損失の少ない良好な特性を持つ分波器を構成することができる。請求項7の発明によれば、第1及び第2の帯域ろ波器として、表面にイオン注入処理を施した弾性表面波フィルタを用いることにより、Q値の高い、急峻な減衰特性を有する弾性表面波フィルタを得ることができる。したがって、他方の弾性表面波フィルタの通過帯域となる阻止帯域におけるインピーダンスを十分大きくとれるようになり、この弾性表面波フィルタを用いて分波器を構成すれば、通過帯域での損失劣化をより低減できる。請求項8、9の発明によれば、弾性表面波フィルタを構成する電極として、図7に示すように、AlにCuを添加した膜とCu膜との多層膜を用いているので、弾性表面波フィルタの耐電力性を向上でき、1W程度と言われる分波器への入力電力に対しても問題なく使用できるようになる。請求項10の発明によれば、表面実装型セラミックパッケージに封入した弾性表面波フィルタ、集中定数型のインダクタとキャパシタ、および共通信号端子と弾性表面波フィルタの各入出力信

17

号端子を同一回路基板にモジュールとして設けているので、新たに損失を発生することなく、小型の分波器を構成できる。さらに、弾性表面波フィルタを表面実装型のパッケージに封入しているため、それぞれ特性評価を行った後モジュールに組み上げることができ、特性基準を満たさない部品の廃却の無駄を低減できる。

【0089】請求項11の発明によれば、第1の帯域ろ波器を構成する弾性表面波フィルタの入出力信号端子と、前記第2の帯域ろ波器を構成する弾性波フィルタの入出力端子と、共通信号端子のうち、いずれか1つの端子が、他の端子が設置される回路基板上の端面とは反対側の端面に設置されるようにしているので、各端子間の絶縁を十分にとることができ、損失劣化の少ない分波器を得ることができる。請求項12の発明によれば、回路基板上の配線パターンを所定の中心線に対して左右対称にしているので、インダクタとキャパシタおよび弾性表面波フィルタを左右入れ換えるだけで送信回路、受信回路の位置を簡単に置換できる。したがって、この分波器を搭載する機器の仕様設計に応じた配置が容易となる。請求項13の発明によれば、インダクタ同士が隣接しないように間にキャパシタを挿入した配列としているので、インダクタ同士の電磁結合による信頼性の劣化を防止することができる。請求項14の発明によれば、回路基板を導体カバーで覆うことにより、その気密性、放熱性および電磁波シールド性を確保することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の基本構成ブロック図である。

【図2】この発明の第2の基本構成ブロック図である。

【図3】この発明の第3の基本構成ブロック図である。

【図4】この発明のSAWフィルタの等価回路例である。

【図5】この発明のSAWフィルタの配置図の一例である。

【図6】この発明で用いる弾性表面波共振器の構造図の例である。

【図7】この発明の弾性表面波フィルタの電極の断面図である。

【図8】この発明の分波器の一実施例の斜視図である。

【図9】この発明の分波器の回路基板Pの配線パターン図である。

【図10】この発明の分波器のベアチップを利用した実施例の斜視図である。

18

【図11】電極の耐電力性の比較図である。

【図12】LPFを挿入しない場合のSAWフィルタの $S_{21}$ 特性図である。

【図13】LPFを挿入した場合のSAWフィルタの $S_{21}$ 特性図である。

【図14】弾性表面波フィルタの $S_{11}$ 特性の比較図を示す。

【図15】図2に示した分波器の $S_{21}$ 特性図である。

【図16】図3に示した分波器の $S_{21}$ 特性図である。

【図17】入力インピーダンスの平均値が $50\Omega$ 以上の場合の $S_{21}$ 特性図を示す。

【図18】入力インピーダンスの平均値が $50\Omega$ 以下の場合の $S_{21}$ 特性図を示す。

【図19】イオン注入処理に関する $S_{21}$ 特性の比較図を示す。

【図20】従来の分波器の一般的な構成図である。

【図21】従来の分波器の一実施例の回路図である。

【図22】トランスバーサル型と共振器型のフィルタ特性の比較図である。

【符号の説明】

1 第1ろ波器

2 第2ろ波器

11 Cu膜

12 Al-Cu膜

13 回路基板

L1 第1低域ろ波器

L2 第2低域ろ波器

L12分波回路

C1, C2, C3, C4, C5 キャパシタ

I1, I2 インダクタ

P1, P1', ..., Pn, Pn' 並列型の弾性表面波共振器

S1, S1', ..., Sn, Sn' 直列型の弾性表面波共振器

B1 伝送線路(分布定数線路)

B2 伝送線路(分布定数線路)

F1 第1の帯域ろ波器

F2 第2の帯域ろ波器

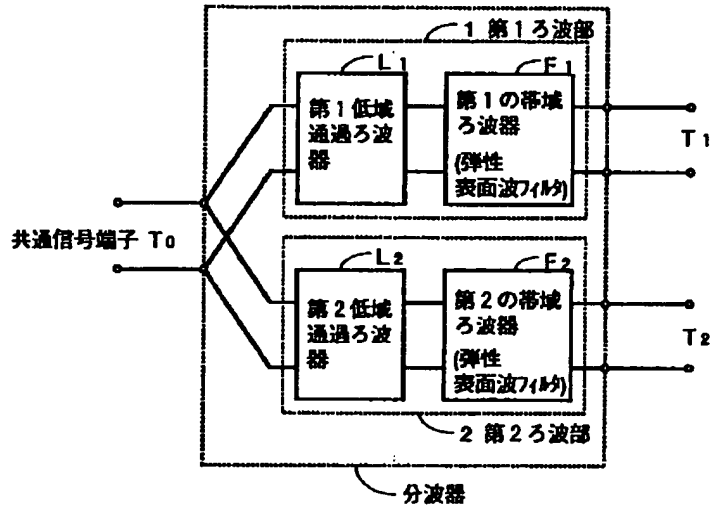
T0 共通信号端子

T1 入出力信号端子

T2 入出力信号端子

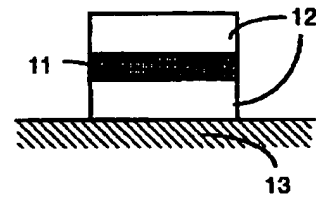
【図1】

この発明の分波器の第1の基本構成図



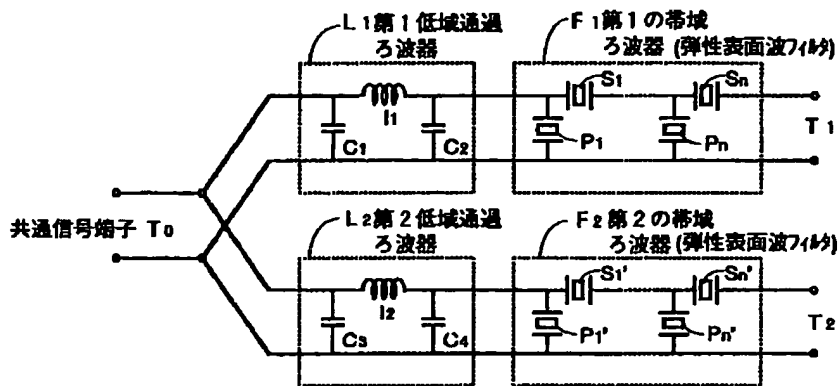
【図7】

電極の断面図



【図2】

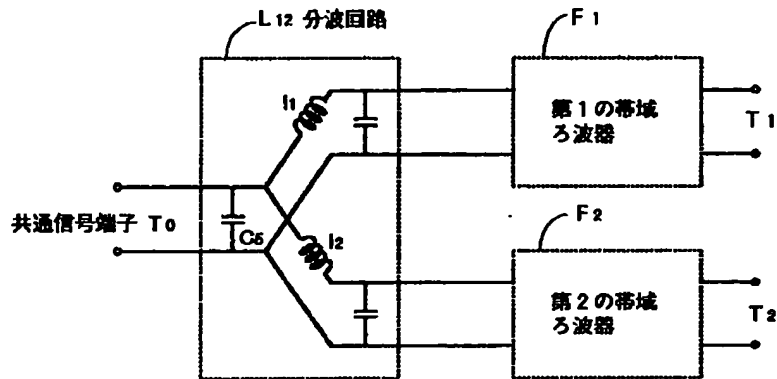
この発明の分波器の第2の基本構成図



: 弾性表面波共振器

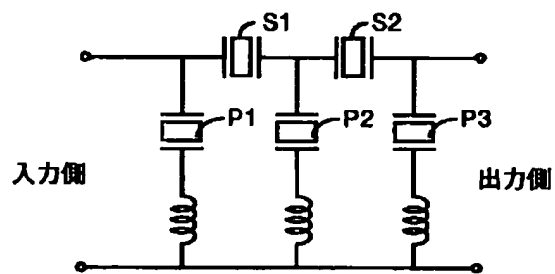
【図3】

この発明の分波器の第3の基本構成図



【図4】

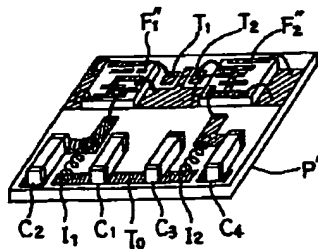
表面弾性波フィルムの等価回路例



【図10】

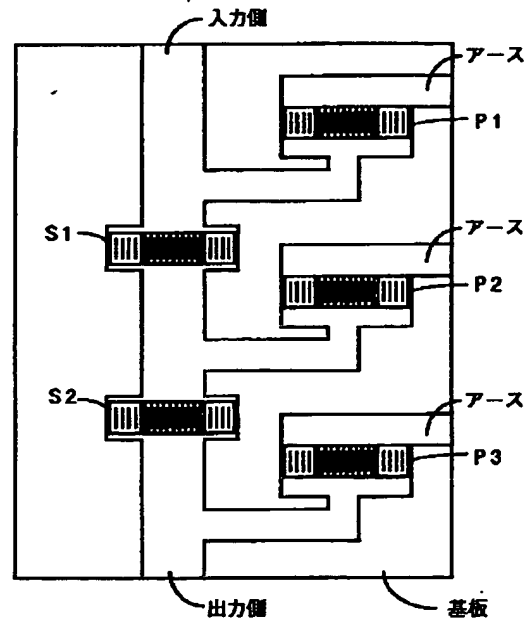
ベアチップを利用した実施例の斜視図

斜視図(表)



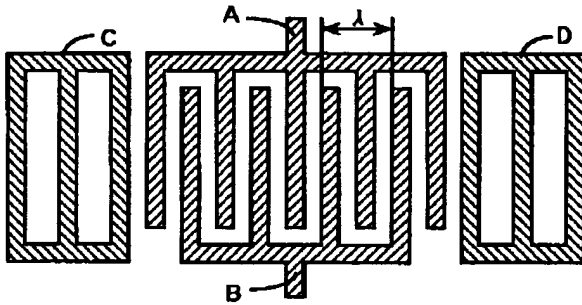
【図5】

表面弾性波フィルムの配置パターン例



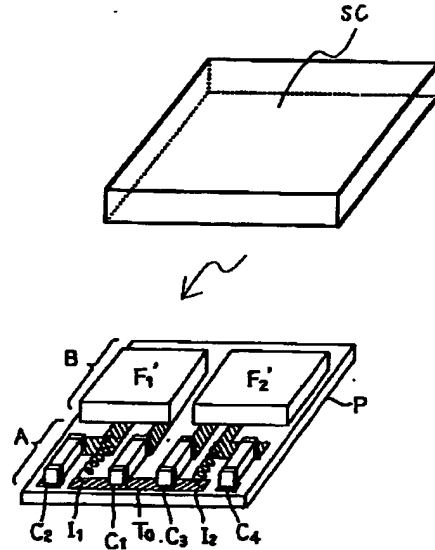
【図6】

表面弾性波共振器の構成例



【図8】

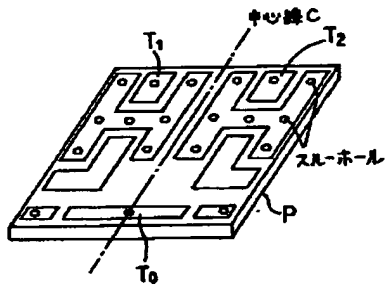
この発明の分波器の一実施例の斜視図



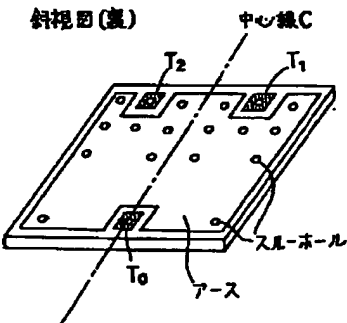
【図9】

この発明の回路基板Pの配線パターン図

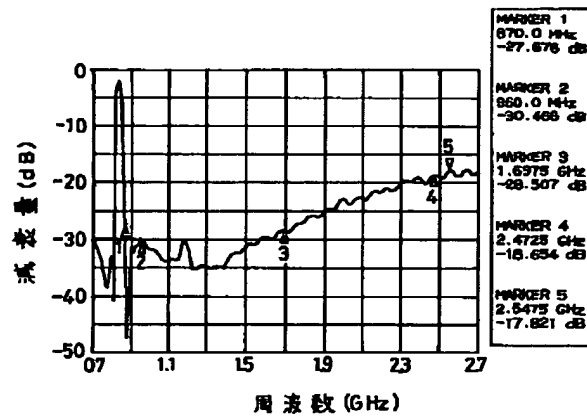
斜視図(表)



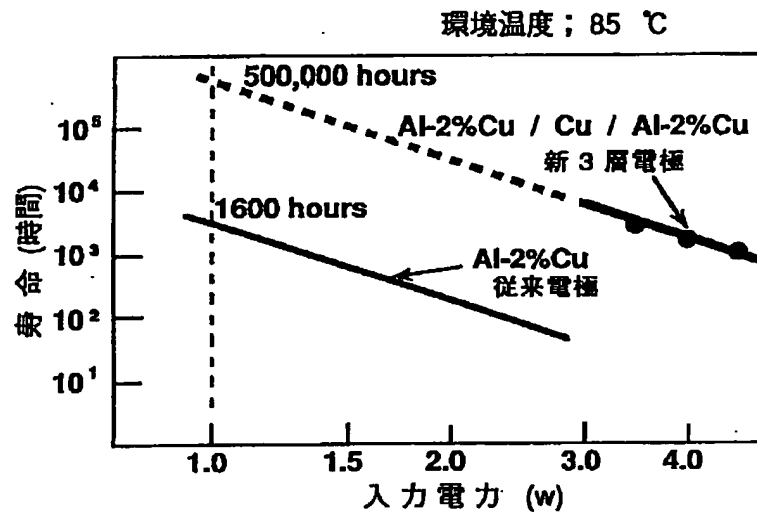
斜視図(裏)



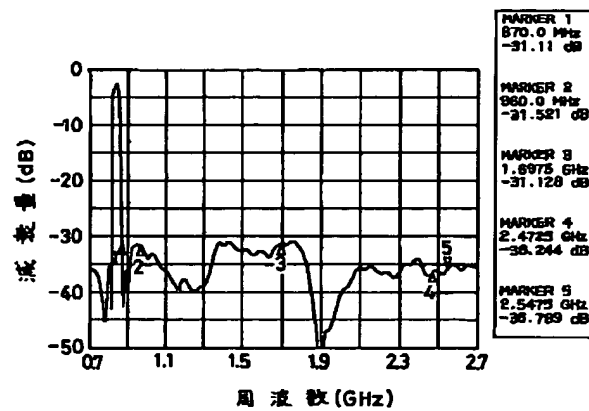
【図12】

LPFを挿入しない場合のSAWフィルタの $S_{21}$ 特性図

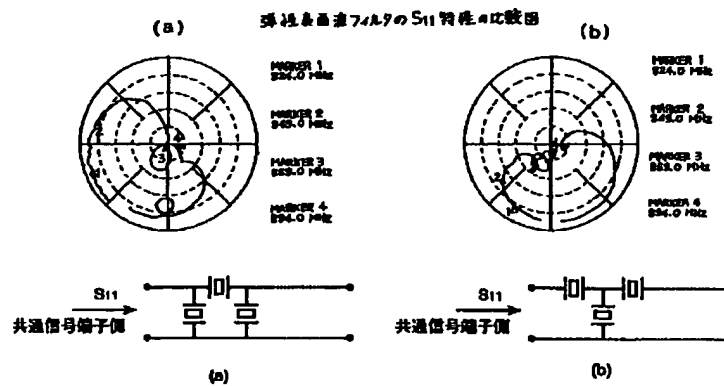
【図11】



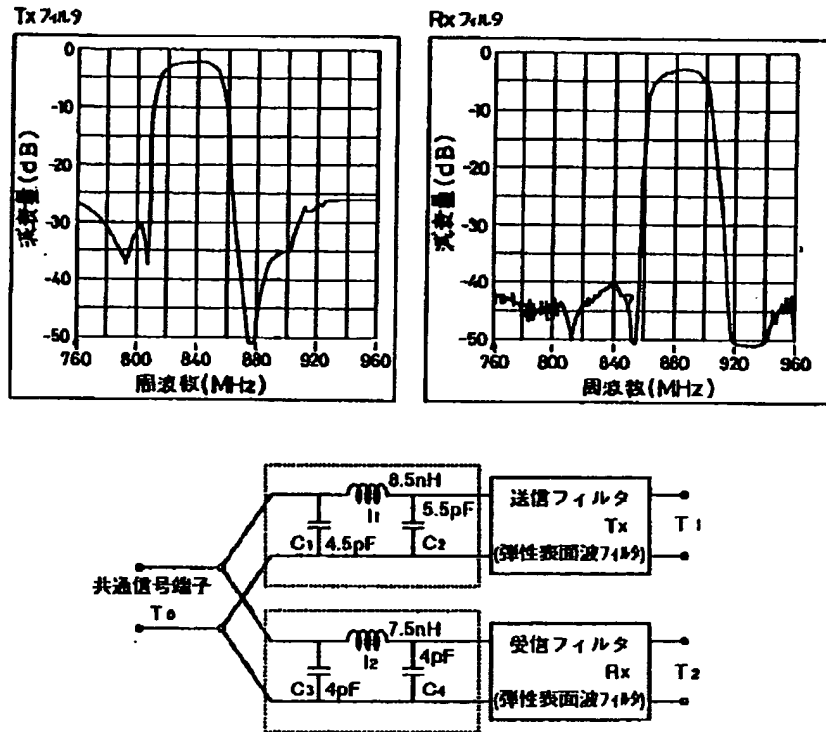
【図13】

LPFを挿入した場合のSAWフィルタの $S_{21}$ 特性図

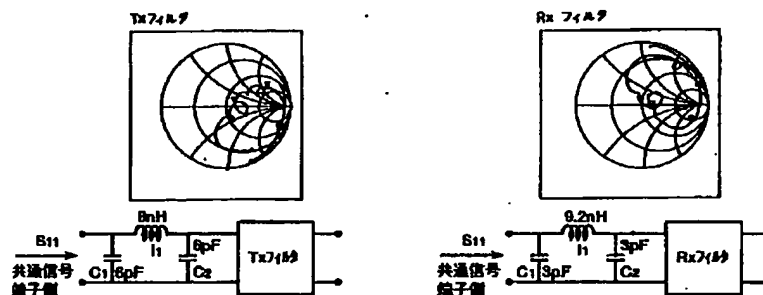
【図14】



【図15】

図2に示した分波器の $S_{21}$ 特性図

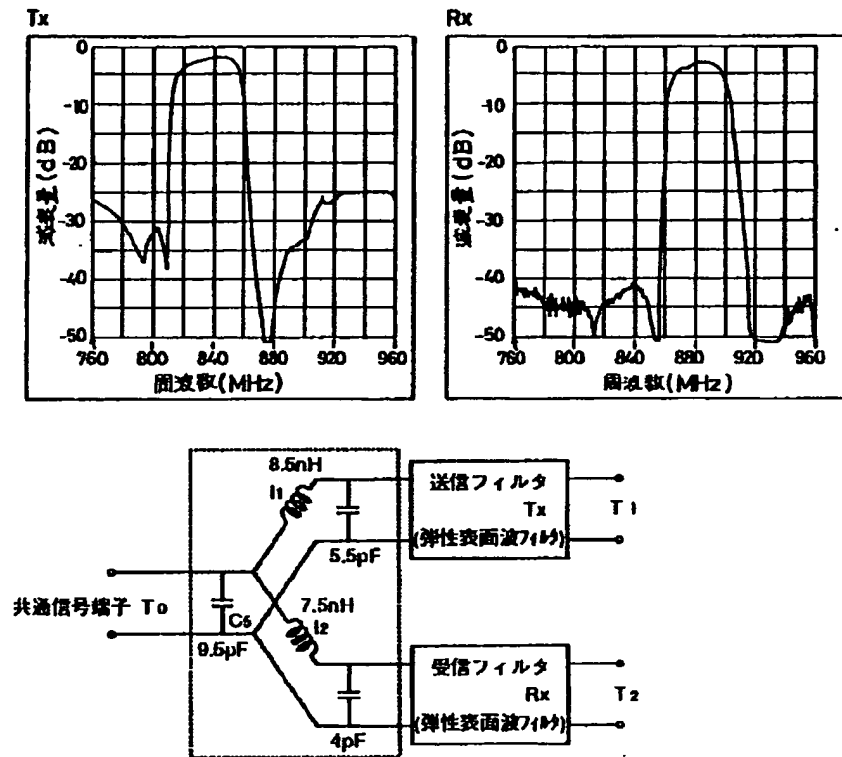
【図17】

入力インピーダンスの平均値が50Ω以上の場合の $S_{21}$ 特性図

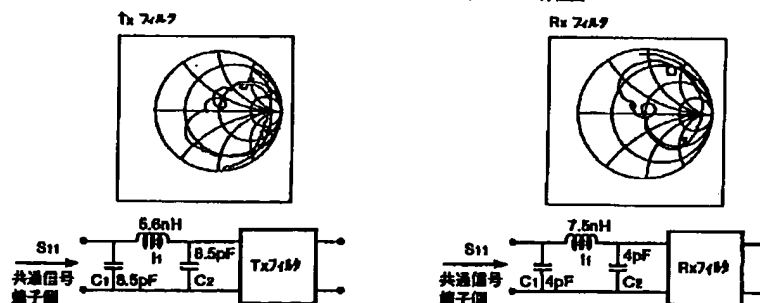
| 73.1 Ω  |         | 通過域のインピーダンスの平均値<br>相手帯域のインピーダンス | 69.5 Ω  |         |
|---------|---------|---------------------------------|---------|---------|
| 869 MHz | 894 MHz |                                 | 824 MHz | 849 MHz |
| 178 Ω   | 230 Ω   |                                 | 178 Ω   | 243 Ω   |
| 824 MHz | 849 MHz | 分波器構成後の $S_{21}$ の損失            | 869 MHz | 894 MHz |
| 2.32 dB | 2.79 dB |                                 | 4.22 dB | 3.50 dB |



【図16】

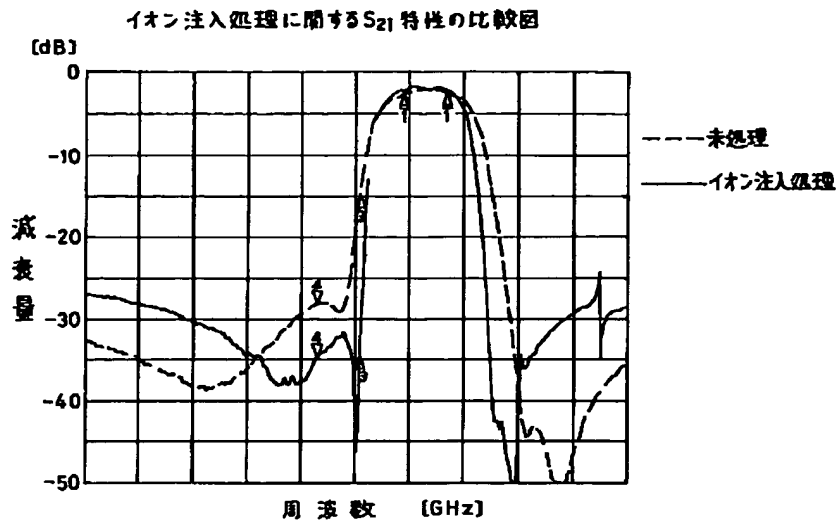
図3に示した分波器の $S_{21}$ 特性図

【図18】

入力インピーダンスの平均値が50Ω以下の場合の $S_{21}$ 特性図

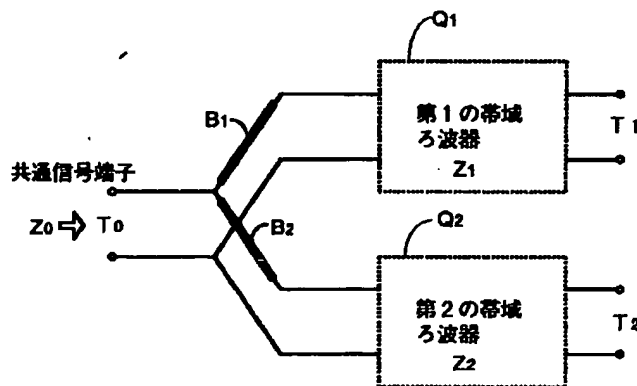
| 48.8Ω  |        | 通過域のインピーダンスの平均値      | 47.3Ω  |        |
|--------|--------|----------------------|--------|--------|
| 869MHz | 894MHz |                      | 824MHz | 849MHz |
| 117Ω   | 217Ω   | 相手番線のインピーダンス         | 151Ω   | 134Ω   |
| 824MHz | 849MHz | 分波器構成後の $S_{21}$ の損失 | 869MHz | 894MHz |
| 2.68dB | 2.94dB |                      | 4.32dB | 3.75dB |

【図19】



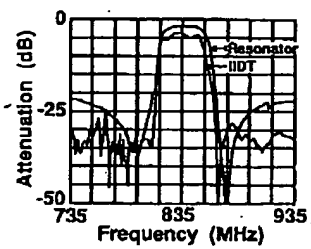
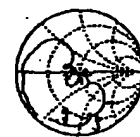
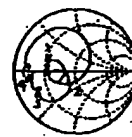
【図20】

従来の分波器の一般的な構成図

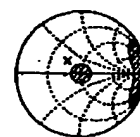


【図22】

トランス型と共振器型とのフィル特性の比較図

(a)  $S_{21}$ 

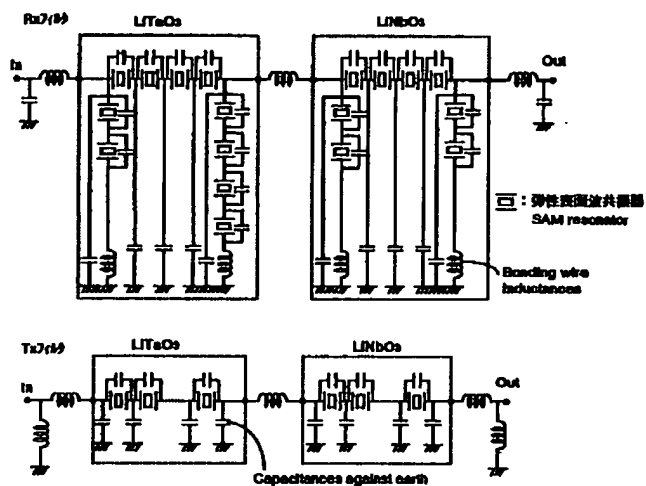
(b) Smith chart



(c)

【図21】

従来の分波器の一実施例の構成図



フロントページの続き

(72)発明者 伊形 理  
 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
 富士通株式会社内

(72)発明者 佐藤 良夫  
 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
 富士通株式会社内